

P200595K



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

①2 Off nl gungsschrift  
①0 DE 196 00 884 A 1

⑤1 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
H 03 M 1/00  
H 04 N 7/24

②1 Aktenzeichen: 196 00 884.0  
②2 Anmeldetag: 12. 1. 96  
④3 Offenlegungstag: 17. 7. 97

DE 196 00 884 A 1

⑦1 Anmelder:  
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

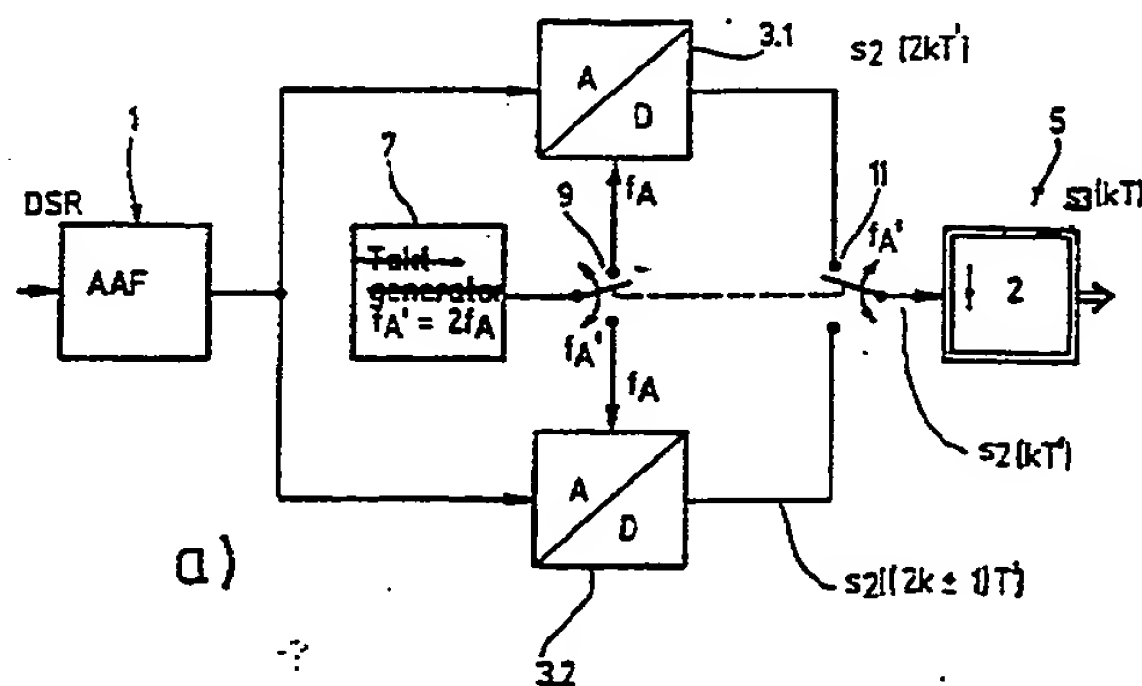
⑦2 Erfinder:  
Goeckler, Heinz, Dr.-Ing. Dr., 71522 Backnang, DE

⑤6 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht zu ziehende Druckschriften:

DE 39 43 072 C2  
DE 36 40 672 C2  
EP 4 61 282 A1  
JP 62-281521 A., In: Patents Abstracts of Japan,  
E-612, May 24, 1988, Vol. 12, No. 174;

⑤4 V rrichtung zum Umsetzen eines analogen in ein digitales Signal und umgekehrt

⑤7 Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zum Umsetzen eines analogen Signals in ein digitales Signal, mit einem A/D-Umsetzer (3.1) und einem Taktgenerator (7), der ein eine Überabtastung ermöglichendes Abtast-Taktsignal erzeugt. Die Erfindung zeichnet sich dadurch aus, daß zumindest ein weiterer, parallel zum ersten A/D-Umsetzer angeordneter A/D-Umsetzer (3.2) vorgesehen ist, des weiteren ein Demultiplexer (9), der das Abtast-Taktsignal des Taktgenerators (7) alternierend den A/D-Umsetzern für eine Abtast-Taktperiode zuführt, und ein mit den Ausgängen der A/D-Umsetzer (3) verbundenes Filter (5). Die Erfindung betrifft ebenfalls eine entsprechend transponiert aufgebaute V rrichtung zum Umsetzen eines digitalen Signals in ein analoges Signal.



DE 196 00 884 A 1

## Stand der Technik

Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zum Umsetzen eines analogen Signals in ein digitales Signal, mit einem Analog/Digital-Umsetzer und einem diesem zugeordneten Taktgenerator, der ein eine Überabtastung ermöglichendes Abtast-Taktsignal generiert. Die Erfindung betrifft darüber hinaus eine Vorrichtung zum Umsetzen eines digitalen Signals in ein analoges Signal, mit einem Digital/Analog-Umsetzer und einem diesem zugeordneten Taktgenerator, der ein eine Überabtastung ermöglichendes Abtast-Taktsignal generiert.

Allgemein dienen die erst genannten Vorrichtungen insbesondere dazu, breitbandige Signale, wie Fernseh-, Radio- oder DSR-Signale (Digitales Satelliten Radio) zu digitalisieren, um sie so besser und einfacher weiterverarbeiten zu können.

Fig. 3a zeigt eine erste aus der DE 43 37 134.5 A1 bekannte Vorrichtung zum Umwandeln eines DSR-Signals, das üblicherweise ein QPSK-Signal ist. Zunächst wird das Signal einem Mischer zugeführt, der das DSR-Signal in eine Frequenzlage bringt, in der es bandbegrenzt und abgetastet werden kann. Anschließend gelangt dieses Signal in ein Anti-Aliasing-Filter AAF, das als Bandpaß ausgelegt ist. Dieses Anti-Aliasing-Filter stellt das Frequenzspektrum des Eingangssignals auf eine bestimmte Bandbreite, die einem Kanal entspricht, begrenzen. Dabei muß dieses Filter einen breiten Durchlaßbereich aufweisen, sowie einen sehr schmalen Übergangsbereich, das heißt eine hohe Flankensteilheit. Andernfalls gelangen unerwünschte Frequenzanteile eines Nachbarkanals in den folgenden A/D-Umsetzer, was bei einer minimal gewählten Abtastfrequenz zu Überfaltungseffekten führt.

Im A/D-Umsetzer wird das gefilterte Signal dann mit einer Frequenz abgetastet, die entsprechend dem Abtasttheorem mindestens der zweifachen Bandbreite entspricht. Das digitalisierte Signal wird anschließend einem komplexen Bandfilter zugeführt und in bekannter Weise entsprechend weiterverarbeitet.

Wie bereits erwähnt, erfordert diese Schaltung ein Anti-Aliasing-Filter, das die gesamte Nachbar-Kanalselektion bewirken muß, ohne jedoch einen zu schmalen Durchlaßbereich zu besitzen. Der Aufwand für ein solches Anti-Aliasing-Filter wird damit sehr hoch mit einem entsprechenden Anstieg der Kosten.

Eine im Hinblick auf das Anti-Aliasing-Filter aufwandsgünstigere Lösung ist in Fig. 3b dargestellt. Darin ist eine als "Weaver-Modulator" bekannte Schaltung gezeigt (vgl. Roome, S.J.; Analysis of quadrature detectors using complex envelope notation, IEE Proc. 136 Part F, No. 2, April 1989, S. 95–100). Das analoge DSR-Signal wird zunächst komplex gemischt und auf eine neue Frequenzlage mit der Mittenfrequenz  $f = 0$  umgesetzt. Das sich ergebende komplexe Signal wird dann ebenfalls in einem Anti-Aliasing-Filter von Frequenzen befreit, die zu Aliasingstörungen führen können. Im Gegensatz zu dem vorgenannten Beispiel erfordert das komplexe Signal jedoch zwei parallel zueinander angeordnete Anti-Aliasing-Filter. Auch der nachgeordnete A/D-Umsetzer und ein reelles Tiefpaß-Filter sind entsprechend paarweise vorgesehen.

Obleich die Anti-Aliasing-Filter einen breiteren Übergangsbereich aufweisen und als Tiefpaß statt als Bandpaß ausgeführt sein können, müssen zwei identi-

sche Anti-Aliasing-Filter bereitgestellt werden, die insbesondere identische Eigenschaften (Gleichlaufproblematik analoger Schaltungen) aufweisen müssen. Gleiches gilt selbstverständlich auch für den ersten komplexen Mischer (1.CMI). Insgesamt ist also der analoge Schaltungsaufwand noch beträchtlich.

Eine Verlagerung der vom analogen Anti-Aliasing-Filter erbrachten Funktionen in den digitalen Schaltungsbereich ermöglicht die Abtastung des analogen Signals mit einer Abtastfrequenz, die beispielsweise um das zweifache größer ist als die gemäß Abtasttheorem geforderte Mindest-Abtastfrequenz. Eine entsprechende schaltungstechnische Umsetzung ist in Fig. 3c gezeigt. Im Gegensatz zu der vorgenannten Lösung ist hier die Reihenfolge von Mischung und Filterung vertauscht, so daß ein Großteil der Operationen digital ausgeführt werden kann. Ein weiterer Unterschied besteht darin, daß der A/D-Umsetzer überabtastet, beispielsweise mit der doppelten Frequenz gegenüber dem in Fig. 3b gezeigten Beispiel. Aufgrund der höheren Abtastfrequenz sinken die Anforderungen an das analoge Anti-Aliasing-Filter, da insbesondere der Übergangsbereich breiter ausfallen kann, ohne störende Überfaltungseffekte zu verursachen. Die Dezimierung der erhöhten Abtastfrequenz erfolgt anschließend beispielsweise in Zusammenhang mit einem komplexen Halbbandfilter.

Trotz einer Verringerung der Anforderungen an das analoge Filter, sorgt der mit verdoppelter Abtastfrequenz arbeitende Analog/Digital-Umsetzer für einen erhöhten Kostenaufwand.

## Vorteile der Erfindung

Die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Umsetzen eines analogen Signals in ein digitales Signal mit den Merkmalen des Anspruchs 1 hat demgegenüber den Vorteil, daß durch die Nutzung der Überabtastung die Anforderungen an das vorgeschaltete analoge Filter gering sind, ohne jedoch einen Analog/Digital-Umsetzer mit erhöhter Abtastfrequenz einsetzen zu müssen. Somit verringert sich der analoge Schaltungsaufwand, und damit verringern sich auch die durch Gleichlauf-, Abgleich-, Drift- und Alterungs- beziehungsweise Toleranzprobleme verursachten Störungen.

Dadurch, daß der mit hoher Abtastfrequenz arbeitende A/D-Umsetzer durch zumindest zwei A/D-Umsetzer ersetzt wird, die mit einer entsprechend geringeren Abtastfrequenz betrieben werden, läßt sich aufgrund der geringeren Taktrate der schaltungstechnische Aufwand für den einzelnen A/D-Umsetzer klein halten. Die beiden zueinander parallel geschalteten A/D-Umsetzer werden dabei mit gleichfrequenten Abtast-Taktsignalen betrieben, die zueinander um eine halbe Periodendauer phasenverschoben sind. Dies wird durch einen Demultiplexer erreicht, der von einem Taktgenerator Abtast-Taktsignale erhält und diese alternierend den A/D-Umsetzern zuführt, so daß die genannte Phasenverschiebung entsteht. Die von den beiden A/D-Umsetzern gelieferten, zeitlich zueinander versetzten Signale werden dann zu einem gemeinsamen Signal zusammengeführt. Dieses Signal entspricht dann demjenigen eines A/D-Umsetzers mit erhöhter Abtastfrequenz. Da die beiden A/D-Umsetzer entsprechend länger Zeit für die Quantisierung haben, ist der Schaltungsaufwand für die Umsetzer dadurch geringer.

Vorzugsweise sind zwei A/D-Umsetzer zueinander parallel geschaltet, die jeweils mit der minimal mögli-

chen Abtastfrequenz betrieben werden. Die zueinander verschobenen Ausgangssignale der A/D-Umsetzer werden dann so zusammengeführt, daß eine Signalfolge mit der doppelten Abtastfrequenz entsteht. Somit ist eine Überabtastung mit dem Faktor 2 ermöglicht.

In einer Weiterbildung der Erfindung ist ein Taktgenerator vorgesehen, der ein Taktsignal mit der doppelten Abtastfrequenz liefert, das dann alternierend den beiden A/D-Umsetzern zugeführt wird. Das alternierende Zuführen wird dabei durch einen Kommutator bewerkstelligt, der mit der doppelten Abtastfrequenz zwischen den beiden Taktzuleitungen der A/D-Umsetzer hin und her schaltet. Der Vorteil dieser Realisierung mit Hilfe eines Kommutators/Umschalters liegt in seinem einfachen Schaltungsaufbau.

Vorzugsweise werden die Ausgangssignale der beiden A/D-Umsetzer mittels eines weiteren als Multiplexer arbeitenden Kommutators einer gemeinsamen Leitung alternierend zugeführt, wobei der Kommutator synchronisiert mit dem ersten Kommutator umschaltet. Auch hier ist eine einfache technische Realisierung möglich.

Vorzugsweise ist den A/D-Umsetzern ein dezimierendes komplexes Bandfilter nachgeschaltet, wobei vorzugsweise dieses Bandfilter als Polyphasenfilter ausgebildet ist. Wird jeweils ein Filterzweig dieses Polyphasenfilters direkt mit dem Ausgang eines A/D-Umsetzers verbunden, so kann auf den zweiten Kommutator vorteilhafterweise verzichtet werden.

Die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Umsetzen eines digitalen Signals in ein analoges Signal mit den Merkmalen des Anspruchs 11 ist die transponierte Form der vorgenannten Vorrichtung, so daß auch hier die gleichen Vorteile erzielt werden. Auf eine nochmalige Beschreibung wird deshalb verzichtet.

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den übrigen Unteransprüchen angegeben.

#### Zeichnung

Im folgenden wird die Erfindung anhand von Ausführungsbeispielen mit Bezug auf die Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1a ein Blockschaltbild eines ersten Ausführungsbeispiels,

Fig. 1b ein Ersatzschaltbild der Schaltung gemäß Fig. 1a,

Fig. 1c eine schematische Darstellung der Signalabfolgen der Schaltung gemäß Fig. 1a;

Fig. 2a ein Blockschaltbild eines zweiten Ausführungsbeispiels,

Fig. 2b ein Blockschaltbild eines dritten Ausführungsbeispiels,

Fig. 2c ein Blockschaltbild eines vierten Ausführungsbeispiels, und

Fig. 3a—3c drei unterschiedliche Schaltungsrealisationen aus dem Stand der Technik.

#### Beschreibung der Ausführungsbeispiele

Fig. 1b zeigt einen Ausschnitt einer Schaltung zum Umsetzen eines analogen DSR-Signals in ein digitales Signal. Zunächst erfolgt in einem Anti-Aliasing-Filter 1 eine Bandbegrenzung, um unerwünschte höhere Frequenzanteile aus Nachbarkanälen zurückzuhalten. Solche höheren Frequenzanteile führen nämlich zu störenden Überfaltungseffekten bei der Abtastung, da für diese Frequenzen das Abtasttheorem nicht mehr erfüllt ist.

Das analog gefilterte Signal wird dann einem A/D-Umsetzer 3 zugeführt, der das Signal mit einer Frequenz  $f_A'$  abtastet. Um eine Überabtastung mit dem Faktor 2 zu erreichen, entspricht diese Frequenz  $f_A'$  dem Zweifachen der minimalen durch das Abtasttheorem vorgegebenen Frequenz  $f_A$  (das heißt  $f_A' = 2 f_A$ ). Das digitale Signal  $s_2(kT')$  wird anschließend einem komplexen Bandfilter 5 zugeführt, das unter anderem eine Dezimierung um 2, also auf die minimale Abtastfrequenz  $f_A$  durchführt. Das komplexe Ausgangssignal  $s_3(kT)$  wird dann entsprechend weiterverarbeitet. Da der Aufbau und die Funktion eines solchen komplexen Bandfilters allgemein bekannt ist, beispielsweise aus der DE 36 21 737 C2, soll auf dessen nähere Erläuterung verzichtet werden.

In Fig. 1a ist nun eine Schaltung gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel angegeben, die aus dem DSR-Signal eine identische Signalfolge  $s_3(kT)$  bildet. Im Unterschied zu der in Fig. 1b gezeigten Schaltung ist jedoch der A/D-Umsetzer 3 in zwei parallel zueinander angeordnete A/D-Umsetzer 3.1 und 3.2 aufgeteilt, wobei das Ausgangssignal des Filters 1 beiden Umsetzern zugeführt wird.

Beide A/D-Umsetzer 3.1 und 3.2 werden von einem gemeinsamen Taktgenerator 7 gespeist, der ein Taktsignal mit der Frequenz  $f_A' = 2 f_A$  generiert. Dieses Taktsignal wird allerdings nicht den beiden A/D-Umsetzern gleichzeitig zugeführt, sondern zunächst einem elektronischen Kommutator 9. Der mit einer Frequenz  $f_A'$  hin und her schaltende Kommutator 9 führt das Taktsignal alternierend den beiden A/D-Umsetzern zu. Dadurch erhalten die A/D-Umsetzer tatsächlich ein Abtastsignal, das der Hälfte der vom Taktgenerator 7 erzeugten Taktfrequenz entspricht, also  $f_A$ . Selbstverständlich sind auch andere schaltungstechnische Realisierungen denkbar, die aus einem gemeinsamen Taktsignal zwei phasenverschobene Taktsignale halber Frequenz erzeugen.

Die beiden A/D-Umsetzer erzeugen somit Signalfolgen, die um  $T' = 1/f_A'$  zeitlich gegeneinander versetzt sind. Es ergeben sich also Signalfolgen  $s_2(2kT')$  und  $s_2((2k \pm 1)T')$ , die in Fig. 1c graphisch dargestellt sind.

Mit Hilfe eines weiteren elektronischen Kommutators 11, der synchron zu dem ersten Kommutator 9 umschaltet, werden die beiden zueinander zeitlich verschobenen Signalfolgen der A/D-Umsetzer zu einem gemeinsamen Signal  $s_2(kT)$  zusammengeführt. Dieses Signal  $s_2$  entspricht dem überabgetasteten Ausgangssignal des in Fig. 1b gezeigten A/D-Umsetzers 3. Zur Verdeutlichung ist in Fig. 1c außer den Signalfolgen der Einzelsignale auch das zusammengesetzte Signal dargestellt.

Ein Vergleich der beiden Schaltungen aus den Fig. 1a und 1b ergibt, daß die in Fig. 1a gezeigten A/D-Umsetzer 3.1 und 3.2 gegenüber dem A/D-Umsetzer 3 gemäß Fig. 1b doppelt so viel Zeit für die Quantisierung zur Verfügung haben. Die Auslegung der beiden A/D-Umsetzer 3.1 und 3.2 im Hinblick auf Steilheit der Impulsflanken, Aperturzeit für die momentane Übernahme-/Abtastwerte des Analogsignals, muß natürlich der aktuellen Frequenzlage des abzutastenden Signals angepaßt werden.

Fig. 2a zeigt eine weitere Ausführungsform, wobei das komplexe Bandfilter 5 als sogenanntes Polyphasenfilter 13 realisiert ist, was für beliebige rekursive oder nicht-rekursive Filter möglich ist. Die in Fig. 2a dargestellten Filterzweige 13.1 und 13.2 werden mittels eines dritten Kommutators 15, der mit dem zweiten Kommutator 11 verbunden ist, mit den Ausgangssignalen der



A/D-Umsetzer gesp ist. Um zu erreichen, daß die Signale des A/D-Umsetzers 3.1 den Filterzweig 13.1 und die Signale des A/D-Umsetzers 3.2 den Filterzweig 13.2 erreichen, wird der Kommutator 11 synchron mit dem Kommutator 15 geschaltet. Am Ausgang des Filters liegt dann ein komplexes Signal  $S_3(kT)$  vor.

Eine weitere Vereinfachung der in Fig. 2a gezeigten Schaltung ist dann möglich, wenn — wie im vorliegenden Fall — die Kommutatoren 11 und 15 mit der gleichen Frequenz  $f_A$  umgeschaltet werden. Dann nämlich kann auf die beiden Kommutatoren 11 und 15 verzichtet werden, wobei das Ausgangssignal des A/D-Umsetzers 3.1 direkt dem Filterzweig 13.1 und das Ausgangssignal des A/D-Umsetzers 3.2 direkt dem Filterzweig 13.2 zugeführt wird. Diese Variante ist in Fig. 2b dargestellt.

Eine Abwandlung der in Fig. 2b dargestellten Variante ist in Fig. 2c zu sehen. Es handelt sich hierbei um eine transponierte Anordnung, bei der digitale Signale in analoge Signale umgewandelt werden.

Das Eingangssignal, das komplex ( $E_k$ ) oder reell ( $E_r$ ) sein kann, wird einem Polyphasenfilter 18.1 und 18.2 zugeführt. Die Ausgangssignale dieser Polyphasenfilter werden dann jeweils einem D/A-Umsetzer 19.1 beziehungsweise 19.2 zugeführt. Wie in dem vorhergehenden Ausführungsbeispiel wird das Taktsignal vom Taktgenerator 7 geliefert, wobei der Kommutator 9 für eine Halbierung der Taktfrequenz sorgt. Die beiden Ausgangssignale der D/A-Umsetzer 19 werden alternierend mittels eines weiteren Kommutators 23 einem nachgeordneten Anti-Aliasing-Filter 21 zugeführt.

Die in den Fig. 2 gezeigten Schaltungen können nicht nur für Bandpaß-Signale verwendet werden, wobei in diesem Fall das dezimierende Filter 13 komplexe Koeffizienten aufweist. Es ist vielmehr auch auf Tiefpaß- beziehungsweise Basisbandsignale anwendbar, wobei das dezimierende Filter dann reelle Koeffizienten aufweist. In diesem Fall ist das von dem dezimierenden Filter (einem Tiefpaß) abgegebene Signal reell und ergibt sich als Summe/Differenz der Ausgangssignale der beiden Filterzweige 13.1 und 13.2.

#### Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Umsetzen eines analogen Signals in ein digitales Signal, mit einem A/D-Umsetzer (3.1) und einem Taktgenerator (7), der ein eine Überabtastung ermöglichendes Abtast-Taktsignal generiert, gekennzeichnet durch zumindest einen weiteren, parallel zum ersten A/D-Umsetzer angeordneten A/D-Umsetzer (3.2), einen Demultiplexer (9), der das Abtast-Taktsignal des Taktgenerators (7) alternierend den A/D-Umsetzern jeweils für eine von deren Abtast-Taktperioden zuführt, und ein mit den Ausgängen der A/D-Umsetzer verbundenes Filter (5), dem die Ausgangssignale zur Weiterverarbeitung zugeführt werden.
2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zwei A/D-Umsetzer (3.1, 3.2) vorgesehen sind.
3. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter (5) ein komplexes Bandfilter ist und daß ein Multipl  $\times r$  (11) das Filter (5) alternierend mit den Ausgängen der A/D-Umsetzer (3.1, 3.2) verbindet, wobei der Multiplexer (11) mit dem Demultiplexer (9) synchronisiert ist.
4. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden

Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der Demultiplexer (9) ein mit der Abtast-Taktsignalfrequenz des Taktgenerators (7) umschaltender Schalter (9) ist.

5. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Multiplexer (11) ein mit der Abtast-Taktsignalfrequenz des Taktgenerators (7) umschaltender Schalter ist.

6. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter (5) ein Polyphasenfilter ist.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß das Polyphasenfilter eine der Anzahl der A/D-Umsetzer entsprechende Anzahl von Filterzweigen (13.1, 13.2) aufweist, wobei jeweils ein Zweig mit jeweils einem A/D-Umsetzer (3.1, 3.2) innerhalb einer Abtast-Taktperiode verbindbar ist.

8. Vorrichtung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß das Polyphasenfilter eine der Anzahl der A/D-Umsetzer entsprechende Anzahl von Filterzweigen (13.1, 13.2) aufweist, wobei jeweils ein Zweig mit jeweils einem A/D-Umsetzer (3.1, 3.2) verbunden ist.

9. Vorrichtung nach Anspruch 6, 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, daß das Polyphasenfilter ein Tiefpaßfilter ist.

10. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß den A/D-Umsetzern ein Anti-Aliasing-Filter (1) vorgeschaltet ist.

11. Vorrichtung zum Umsetzen eines digitalen Signals in ein analoges Signal, mit einem D/A-Umsetzer (19.1) und einem Taktgenerator (7), der ein eine Überabtastung ermöglichendes Abtast-Taktsignal generiert, gekennzeichnet durch zumindest einen weiteren, parallel zum ersten D/A-Umsetzer (19.1) angeordneten D/A-Umsetzer (19.2),

einen Demultiplexer (9), der das Abtast-Taktsignal des Taktgenerators (7) alternierend den D/A-Umsetzern jeweils für eine von deren Abtast-Taktperioden zuführt, und ein mit den Eingängen der D/A-Umsetzer verbundenes Filter (18).

12. Vorrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter (18) ein Polyphasenfilter ist.

13. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß das Polyphasenfilter eine der Anzahl der D/A-Umsetzer entsprechende Anzahl von Filterzweigen (18.1, 18.2) aufweist, wobei jeweils ein Zweig mit jeweils einem D/A-Umsetzer (19.1, 19.2) verbunden ist.

14. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 11 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß ein Multiplexer (23) vorgesehen ist, der die Ausgänge der D/A-Umsetzer (19.1, 19.2) alternierend mit einer Ausgangsleitung verbindet.

15. Vorrichtung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß die Ausgangsleitung mit einem Anti-Aliasing-Filter (21) verbunden ist.

Hierzu 5 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

Fig. 1

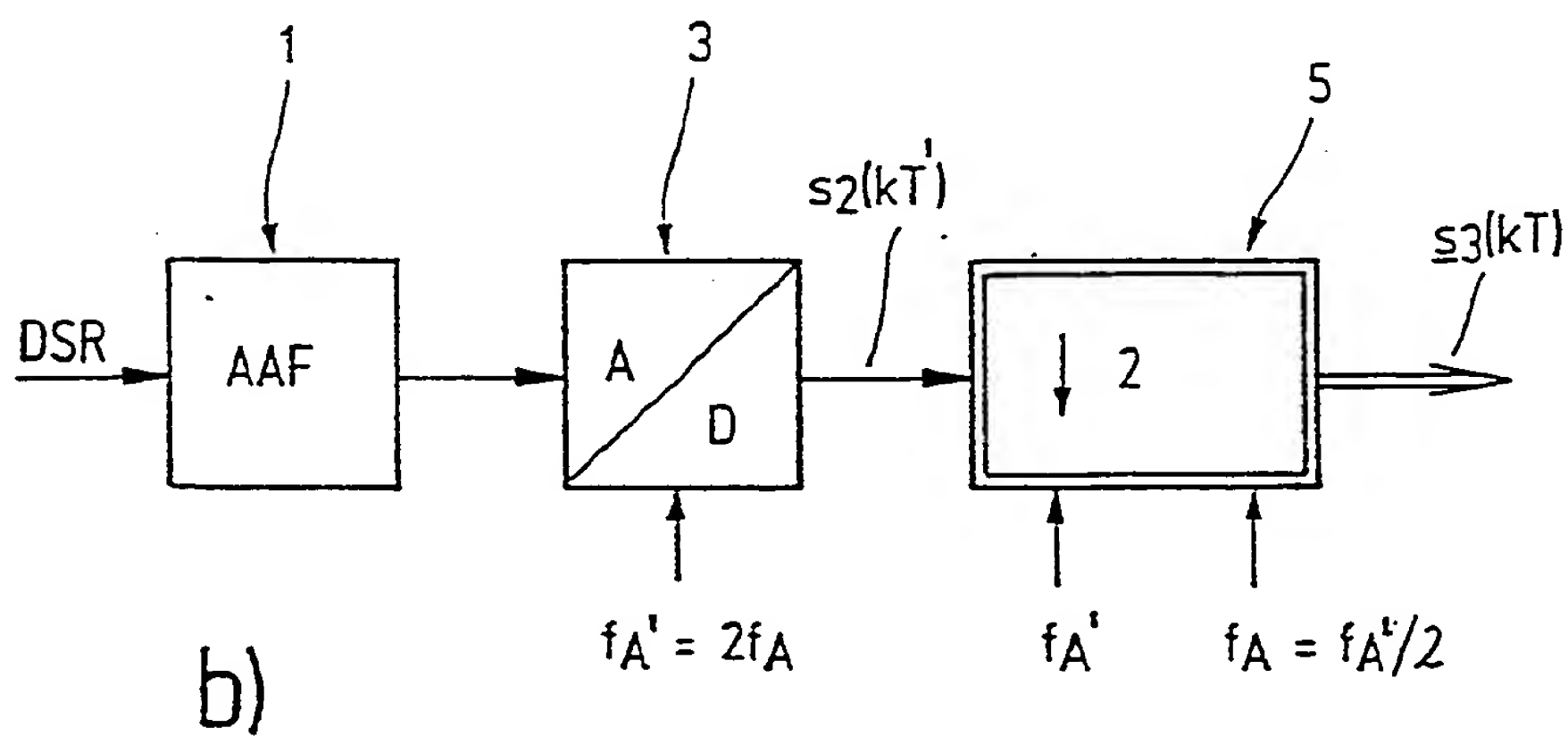
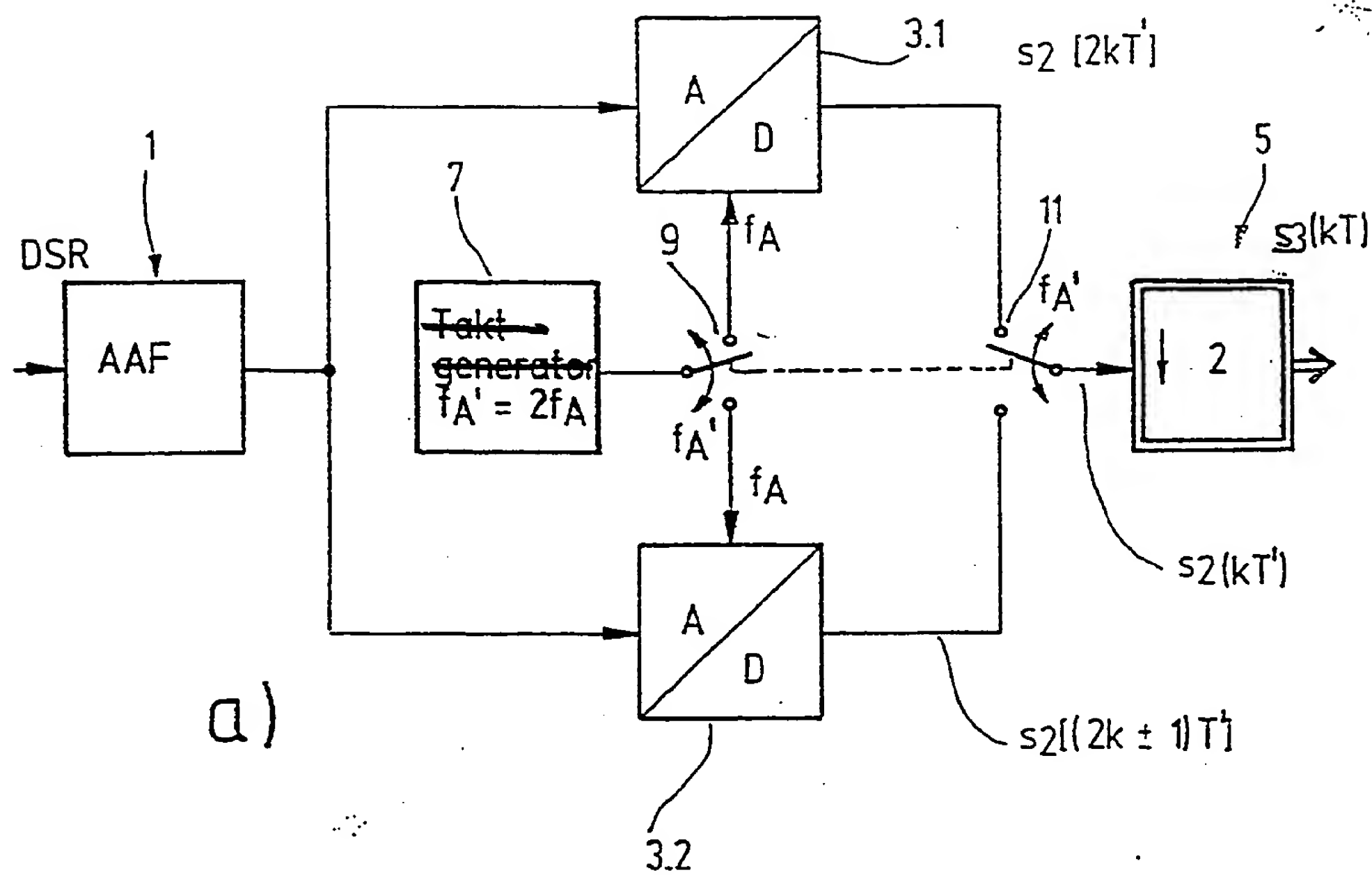
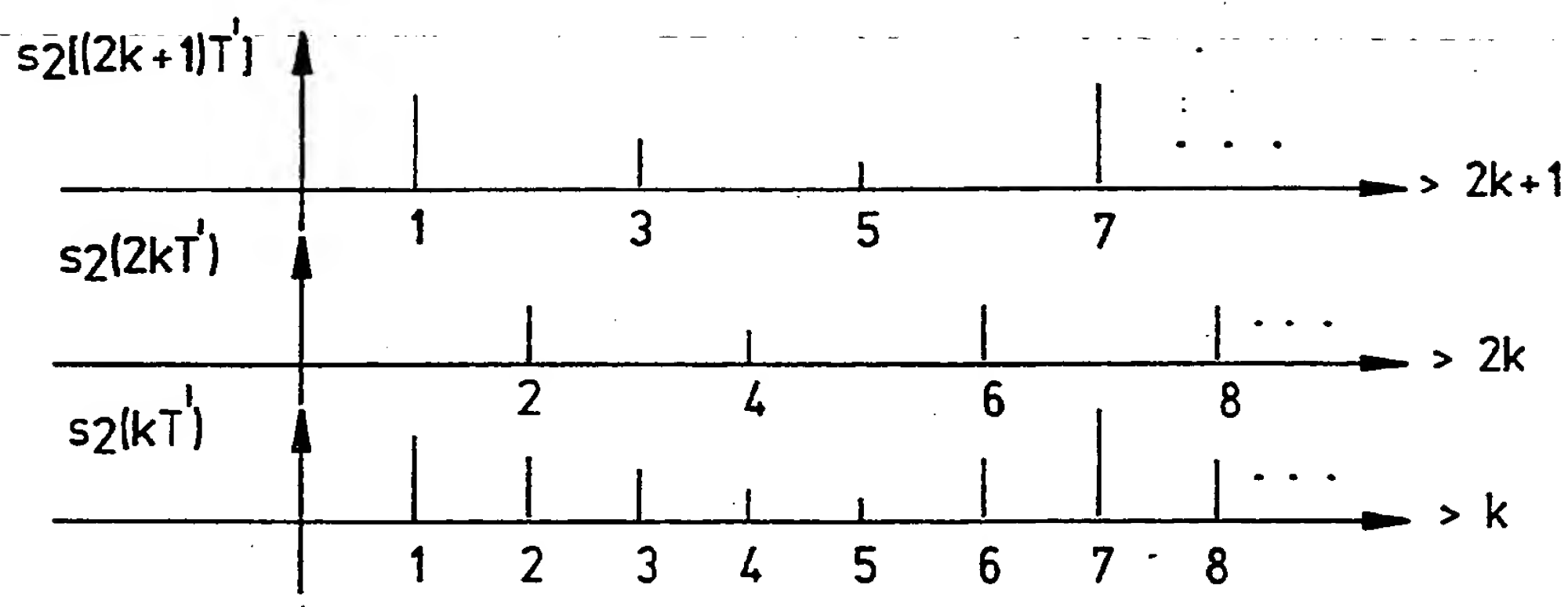


Fig. 1



c)

Fig. 2

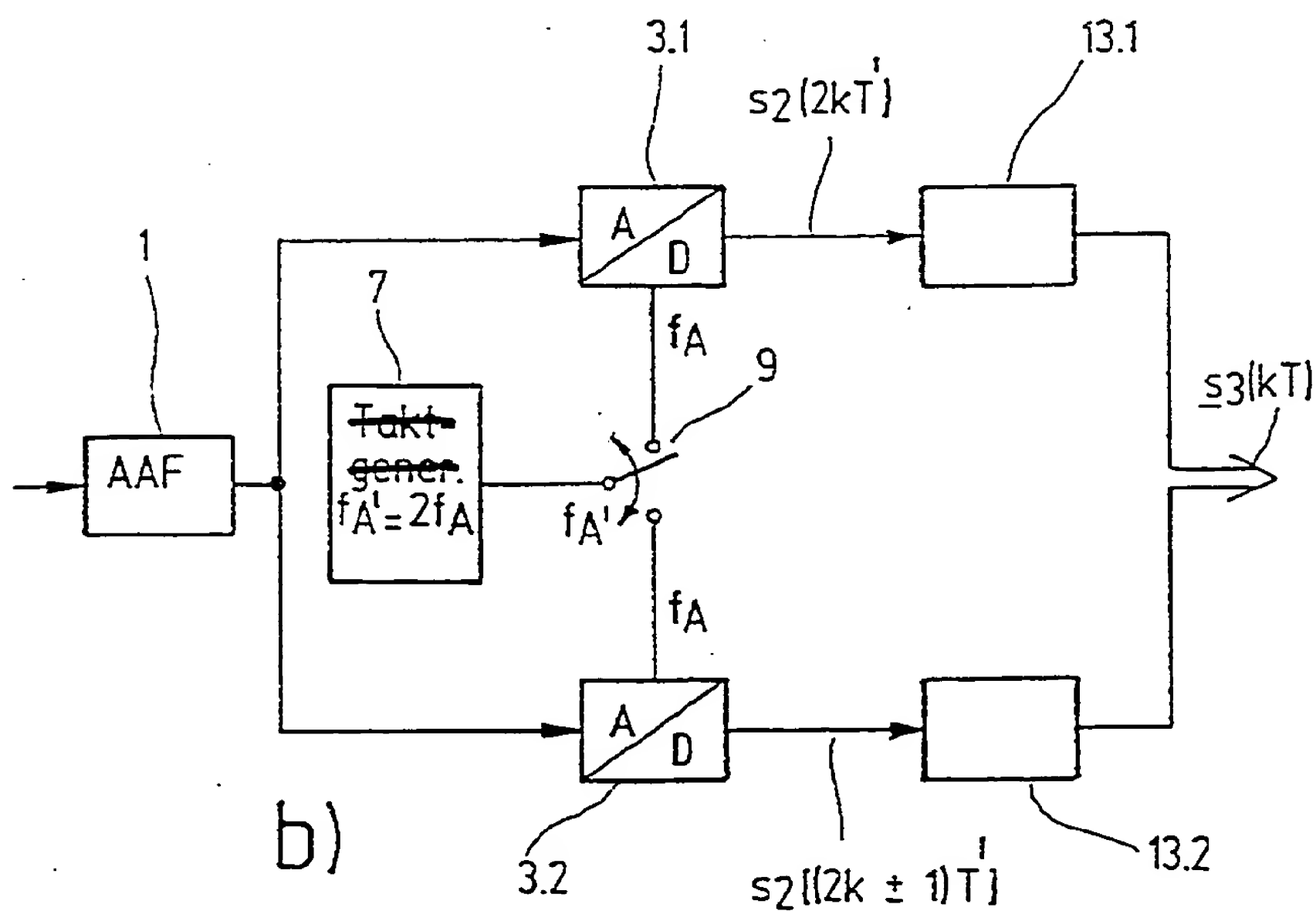
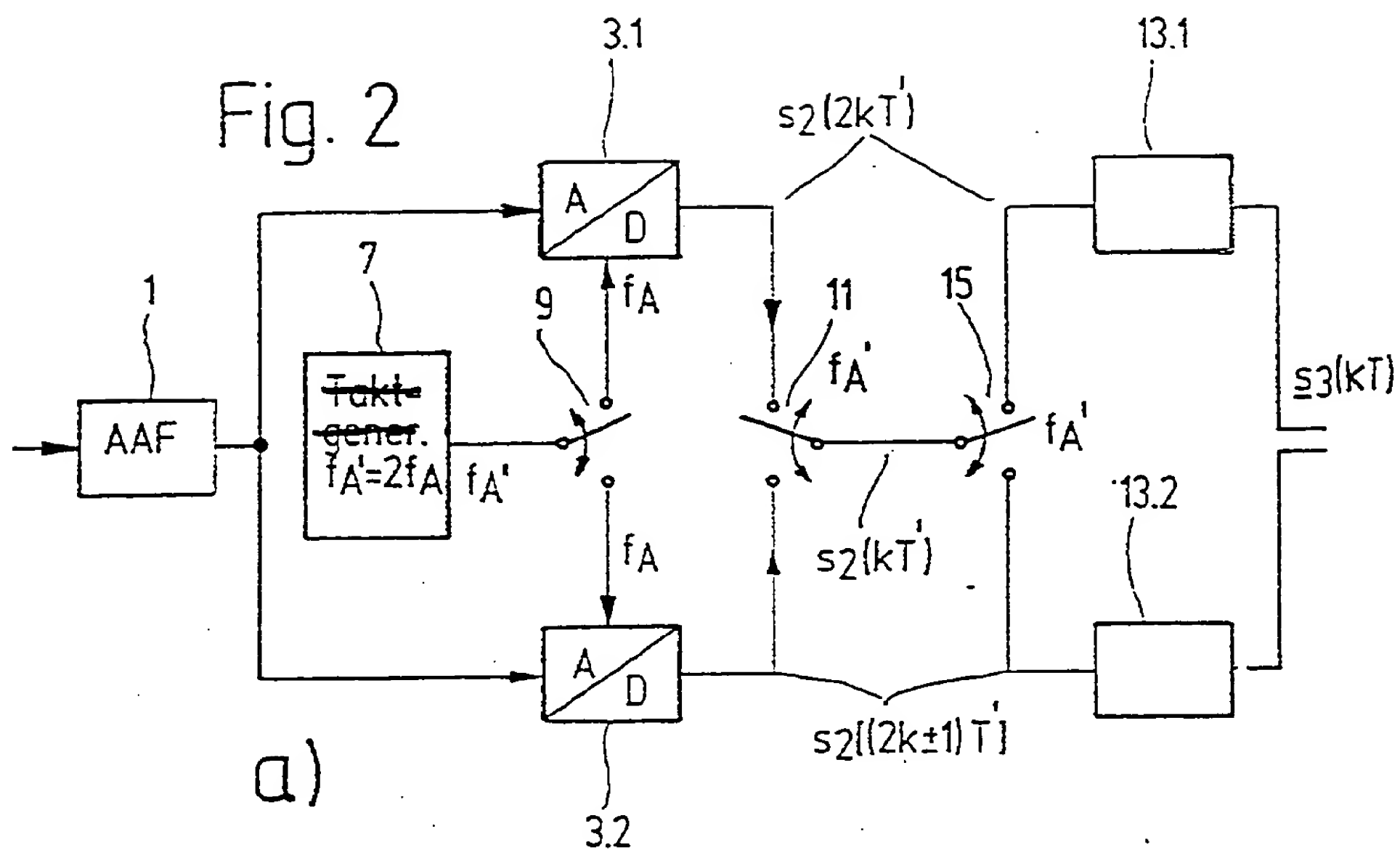




Fig. 2

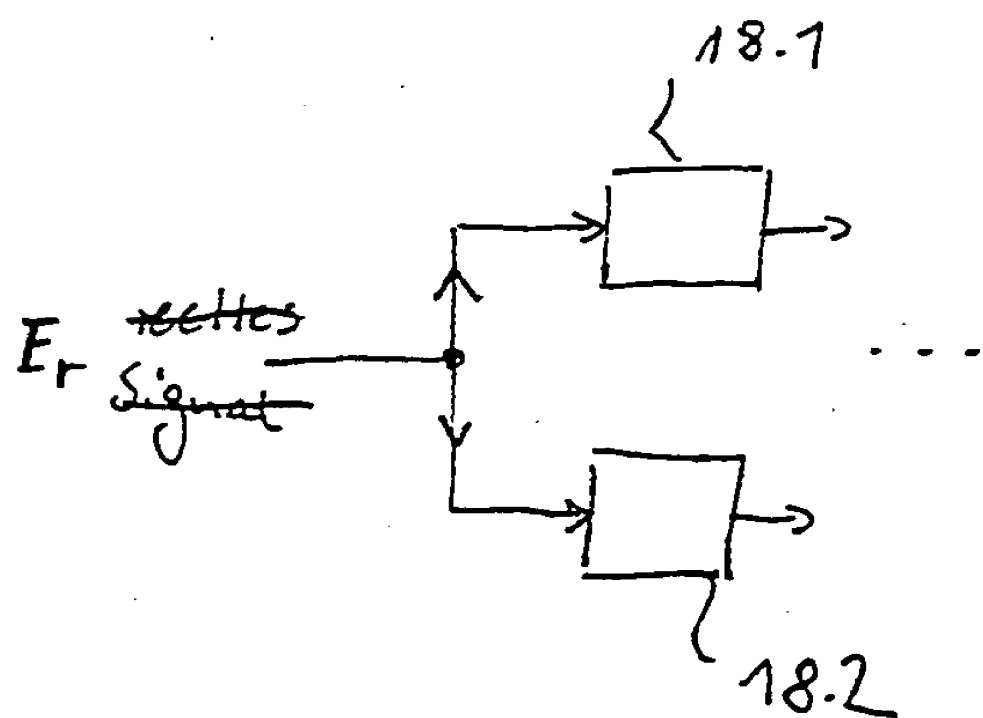
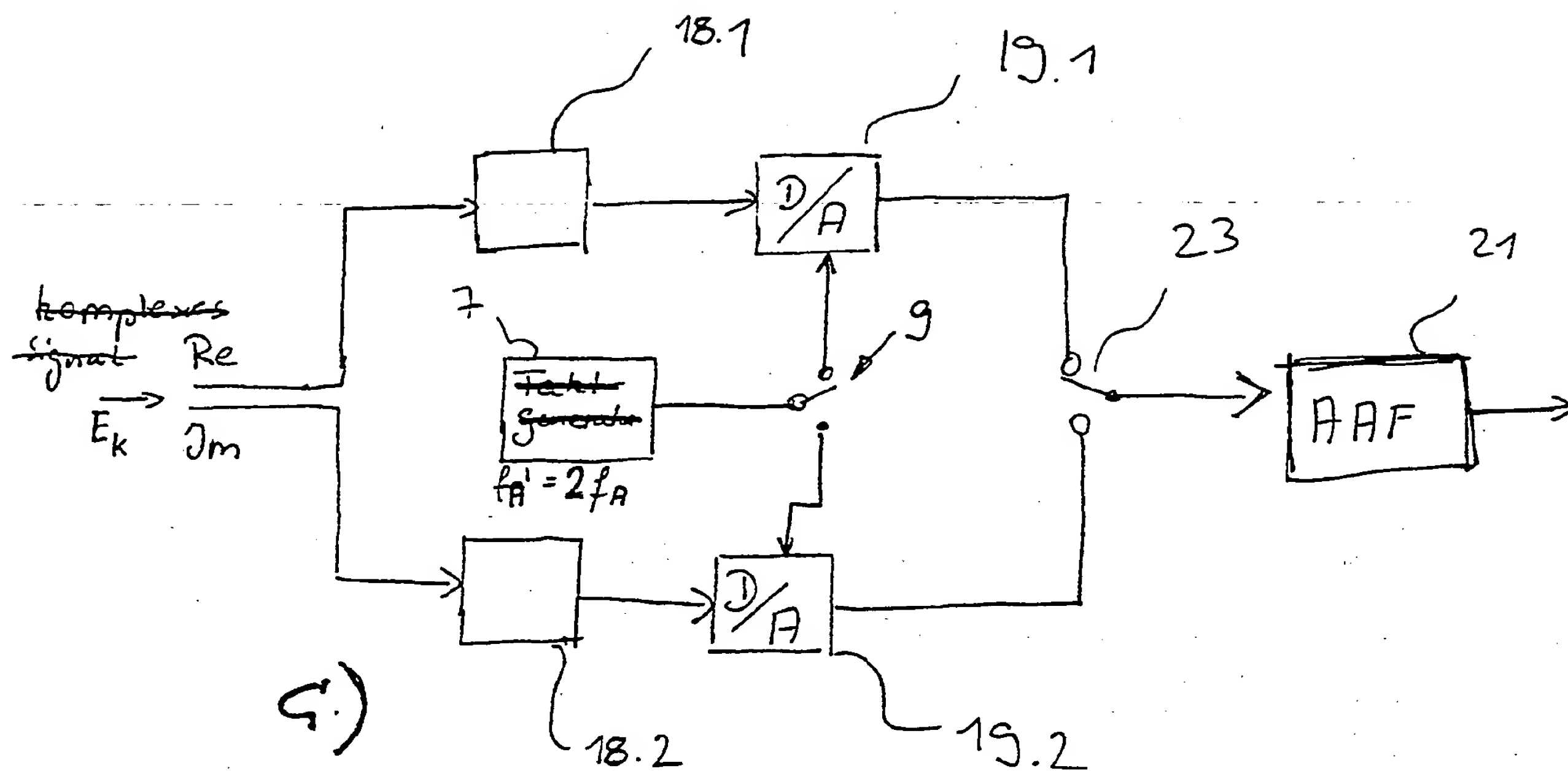


Fig. 3

